

СИНТЕЗ НА ПРЕДВАРИТЕЛЕН СЪГЛАСУВАН ФИЛТЪР ЗА БОРБА С ПАСИВНИ СМУЩЕНИЯ

Михаил Желязов ¹⁾, София Узунова ²⁾
Технически Университет – София

Резюме: В доклада е предложен вариант за синтез на математически модел на съгласуван филтър за компенсиране на пасивно смущение, който позволява да се приложи класическия метод за компенсация чрез презпериодно изваждане и повишаване на отношението сигнал/шум. В началото на публикацията е доказана актуалността на тематиката и са описани началните и ограничителни условия за провеждане на изследването. За постигане на целта, особено внимание е обърнато на предимствата, които имат свръхширококолентовите сигнали, и по-точно на пропускателната способност и коефициента сигнал/шум. Изследването е извършено чрез симулационно моделиране на реален отразен от целта сигнал, като са зададени началните условия и избора на сондиращ свръхширококолентов сигнал. Същността на направеното предложение се състои в прилагането на съгласуван филтър, изграден на нелинейни вериги за предаване, и неговото интегриране на входа на приемното устройство. Така СФ играе ролята на преселектор, съгласуван с продължителността на сондиращия свръхширококолентов сигнал. На изхода се формира сигнал с ясно изразени максимуми на корелационната функция и с незначителни шумови извадки. Резултатите показват, че идеята, заложена в изследването е приложима и осигурява: повишаване на отношението сигнал/шум с до 5-6 dB; в последващата обработка е приложима класическата методика за компенсиране на пасивни смущения.

Ключови думи: съгласуван филтър; презпериодно изваждане; пропускателна способност; коефициент сигнал/шум; симулационно моделиране; корелационната функция

I. Въведение

Съгласно определението за свръхширококолентови радиолокационни сигнали (Ultra-Wideband, UWB), дадено от DARPA (САЩ), свръхширококолентови системи (СШС) се наричат такива системи за предаване, или извличане на информация, които разполагат с относителна ширина на лентата на пропускане, надвишаваща 50 %. Тези системи имат уникални свойства, което се дължи на факта, че те имат най-широка лента на пропускане в сравнение с всички останали [Taylor, J., 1995, Aiello R., 2006, Vatra A].

Едно от свойствата, което обуславя повишения интерес към изследването на СШС е тяхната много висока пропускателна способност. Следвайки основната формула на Шенон, пропускателната способност когато се използва безкрайно разширяване на пропусканата лента от честоти на теория, се получава максимална стойност, която се определя от израз (1):

$$C_m \approx 1,44 P_c / N_0, \quad (1)$$

където: P_c - средна мощност на полезния сигнал;

N_0 – спектралната плътност на белия шум.

Скоростта на предаване на свръхширококолентовите сигнали (СШС) може да достигне до десетки милиарди импулса в секунда, т.е. десетки Гигахерци (GHz) Освен изброените характеристики, СШС притежават и много висока скритост на предаване поради твърде ниската спектрална плътност на мощността на сигнала, която може да е и по-ниска от вътрешния шум на приемника.

При това, предаденото съобщение ще има продължителност от няколко MHz. Тези крайни характеристики правят СШС системи изключително интересни за много области на приложение – в системите за предаване на данни (СПД), медицинска електроника, охранителни, разузнавателни, радиолокационни системи и др.

Това се дължи и на факта, че свръхширококолентовите радиолокационни системи позволяват откриването на хора и предмети, намиращи се зад стени, прегради и под земята, които представляват естествени екрани за тесноколентовите радиолокационни системи. Т.е. могат да работят както в зоната на видимост, така и незабелязано за нарушителите. С помощта на СШЛ радари могат да се откриват и съпровождат точкови и малоразмерни цели, което е особено ценно свойство в урбанизирана, градска среда. Това обуславя разширяването на областите за приложение – при аварийни и спасителни дейности в градски условия, в службите за безопасност, в системите за управление и свързка

Малката продължителност на СШЛ сигнали е основната тяхна специфична характеристика.

На съвременния етап продължителността на СШЛ сигнал има продължителност от десетки пикосекунди (ps) до няколко наносекунди (ns), като при това размера на излъчения фронт на радиовълните се изменя от няколко милиметра (mm) до няколко десетки сантиметра (sm).

Този малък по размери фронт на радиовълните обикновено е в пъти по-малък от геометричните размери на облъчваната цел. Като резултат, отразеният от целта сигнал се явява носител на информация за геометрията и профила на целта. Намирането на подходящ вариант за обработка на такъв вид отразени сигнали ще позволи намирането на оптимално решение на задачата по разпознаването на целите и обектите [Taylor, J., 1995, Aiello R., 2006, Batra A].

За момента най – сериозно внимание към подобен род разработки на СШЛ технологии се обръща от правителството на САЩ. Съществува правителствена програма за развитие на СШЛ - (UWB) технологии и на 14.02.2002 г. е публикуван първия отчет на Федералната Комисия по комуникации(ФКК) и съответното разпореждане, което дава пълномощия за търговското развитие на СШЛ технологии със заглавие „Нови области на използване на СШЛ технологии за осигуряване на безопасността и ширококолентовия достъп до Интернет за упълномощени от ФКК ползватели“.

В това разпореждане са включени и стандарти, специално разработени за осигуряване на вече съществуващите и планираните радиослужби и службите за безопасност, които определят допустимите честотни диапазони и пределни мощности.

Пак там е създадена и специална Работна група по СШЛ сигнали - (Ultra-Wideband working group), която включва отделни фирми, представители на правителството и колективи от учени с основна задача за изработването на приоритетни направления за развитие на СШЛ технология и обсъждане на високо научно, практико – приложно и производствено ниво на проблемите. [Government program].

Една от водещите изпълнителки на програмата е известната лаборатория на Военно-въздушните сили на САЩ в Лос Аламос, където се е състоял и първия научен семинар по СШЛ технологии.

II. Изложение

Свръхширококолентовите системи, поради своите специфични характеристики не могат да използват традиционна елементна база, която е присъща на теснолентовите системи. Свръхшироката честотна лента изисква разработването на нови технологии, устройства, алгоритми и методики за обработка на отразените сигнали, които да осигуряват оптимални характеристики на всички работни честоти, като се започне от традиционните генератори на сондиращи сигнали и се стигне до антените. Обработката на информацията изисква нови, оригинални методи, тъй като цифровата обработка при такава ширина на лентата на пропускане за сега е невъзможна поради неналичието на подходящи АЦП с лента на пропускане от няколко десетки GHz. Проблем също се явява и факта, че не е възможно пренасянето на СШЛ сигнал на междинна честота, и затова обработката на такива сигнали трябва да се извършва във входния тракт на радиолокационния приемник.

На съвременния етап обработката на СШЛ сигнали в радарите се извършва най-често чрез „стробоскопно“ преобразуване. Но в това отношение, най-привлекателни и сравнително лесно реализуеми си остават методите за „пряка обработка“. Такава обработка е възможна чрез прилагането на специални устройства за филтрация, изградени на основата на нелинейни вериги за предаване (НЛВП) с Т-вълна, или по-точно, чрез съгласувани филтри. На този проблем е посветена и настоящата публикация.

Нека се предполага, че на входа на радиолокационния приемник постъпва смес от краен по време отразен сигнал $y(t)$, който е резултат от отразяването от целта на известен свръхширококоленто детерминиран сондиращ сигнал $x(t)$ с период на повторение - T и спектър - $U(w)$, и стационарен шум - $n(t)$ с неравномерна плътност на мощността - $S_n(w)$:

$$y(t) = x(t) + n(t). \quad (2)$$

Тогава импулсната характеристика на съгласувания филтър СФ - $g(t)$, която осигурява максимално отношение сигнал/шум на изхода на приемника, трябва да бъде съгласувана с някакъв еквивалентен сигнал $x_e(t)$, и да удовлетворява следното условие:

$$g(t) = x_e(t_0 - t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U(w)}{S_n(w)} e^{[iw(t-t_0)]} dw, \quad (3)$$

където: t_0 – време за наблюдение на сигнала.

Както е известно, с приближение за „белия шум“ е в сила израза:

$$g(t) = k_0 x(t_0 - t) \quad (4)$$

По този начин, съгласувания филтър, изграден на НЛВП трябва да се синтезира така, че неговата импулсна характеристика да отговаря на вече посочените начални условия.

Когато импулсната характеристика на целта е известна, СФ може да бъде настроен на нея. При това биха могли да се решат едновременно и двете задачи – задачата по откриване и задачата по разпознаване на целите. За целта се формира база данни за възможните импулсни характеристики на целите, наблюдавани от различни направления.

Такива изследвания, например, в САЩ се провеждат в безеховите камери на лабораториите на Военно-морския център на авиацията NAWCAD в г. Мэриленд, и в Air Force Research Laboratory, г. Арлингтон [Ashikhmin A.V. р .486]. Създадените по този начин и върху тези данни СФ са предназначени за разпознаване на различни цели. Тази методика обаче е твърде трудоемка дори с цифрова обработка и обикновено изисква много на брой канали за различните цели, ракурси и поляризации.

Освен това, при откриването и съпровождането на големи, или различни от точковите цели, дължината на аналоговия СФ, изграден на основата на на НРЛП се оказва значителна, енергоемка и сравнително трудно изпълнима.

Трябва да се отбележи, че без наличието на априорна информация за формата на неговата обвиваща, откриването на СШЛ сигнал представлява достатъчно сложна, и в чисто теоретичен план, задача. В [Immogeev I.Ya., Chernyak V.S. pp. 3-10] е показано, че решаването на задачата по откриването на такива сигнали е възможно при априорно зададен период на повторение на сондиращия сигнал. Но също е необходимо, да има и априорна информация за формата на обвиващата на този сигнал.

Поради посочените причини, в много публикации по темата се счита, че подобри резултати биха се получили при синтезирането на така наречения „междинен вариант“, който предполага използването на нелинейни вериги за

предаване и синтезирането на „предварителен“ съгласуван филтър - (СФ), настроен към продължителността на сондиращия сигнал, а не спрямо отразения от целта сигнал.

В този случай, съгласувания филтър ще изпълнява и функцията на „преселектор“, или устройство за „очистване“ на входния сигнал, който обикновено представлява смес от отразен сигнал и шум.

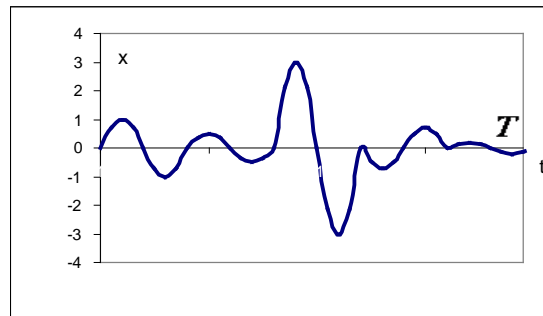
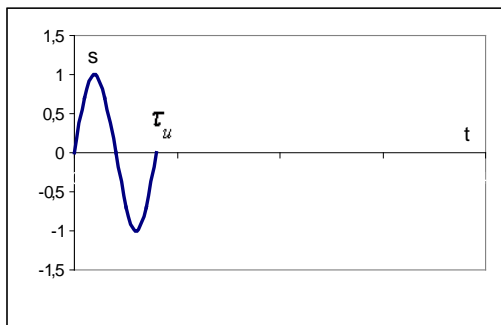
Приема се като начално условие, че сигнала, отразен от целта представлява комбинация между СШЛ сондиращ сигнал - $S(t)$ – от вида, показан на фиг.1, който има продължителност - $\tau_{ш}$, и отразения от целта сигнал има импулсна характеристика - $g_{ц}(t)$,

$$x(t) = \int_0^{\infty} g_{ц}(\tau)s(t - \tau)d\tau, \quad (5)$$

Спектъра на избрания по-горе сигнал може да се представи като:

$$U(\omega) = G_{ц}(\omega)S(\omega) - \text{показан на фиг.2.}$$

(6)



Фигура 1. Общ вид на сондиращ
Сигнал.

Фигура 2. СШЛ отразен сигнал.

Нека сега отразеният сигнал от целта се представи в дискретна форма:

$$x(k) = \sum_{i=0}^{\infty} g_{ц}(i)s(k - i) \quad (7)$$

Изходния резултат, при условие, че съгласувания филтър е съгласуван със сондиращия сигнал - $S(t)$, т.е. $g(t) = k_0 \cdot s(t_0 - t)$, то тогава изходния сигнал ще придобие следния вид:

$$z(t) = k_0 \int_0^\infty s(t_0 - \theta) \left[\int_0^\infty g_{ц}(\tau) s(\theta - \tau - t) + n(\theta - t) \right] d\tau d\theta \quad (8)$$

При свръхширококоленовите сигнали, продължителността на сондиращия сигнал - $\tau_{и}$ е много по - малка от продължителността на отразения от целта сигнал - T . Затова може да се приеме следното приближение:

$$g_{ц}(t) = g_{цm} \text{ при } (m + 1) \frac{\tau_{и}}{\Delta t} > t > m \frac{\tau_{и}}{\Delta t}, \quad (9)$$

където:

- Δt – периода на дискретизация по време, изчисляван по Теоремата на Котелников;
- $m \leq M$, $M = T / \tau_{и}$.

В този случай дискретната форма на отразения сигнал ще има следния вид:

$$x(k) = \sum_{m=0}^{M-1} g_{цm} s \left(k - m \frac{\tau_{и}}{\Delta t} \right), \quad (10)$$

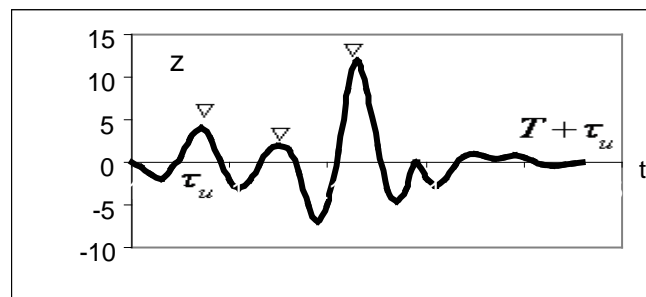
а сигнала, формиран на изхода на съгласувания филтър ще придобие следния вид:

$$z(k) = k_0 \sum_{l=0}^\infty s \left(\frac{t_0}{\Delta t} - l \right) \left[\sum_{m=0}^{M-1} g_{цm} s \left(l - m \frac{\tau_{и}}{\Delta t} - k \right) + n(l - k) \right] \quad (11)$$

Съответно, при некорелирани отразен сигнал и смущение:

$$z(k) = k_0 \sum_{l=0}^\infty \left[\sum_{m=0}^{M-1} g_{цm} s \left(l - m \frac{\tau_{и}}{\Delta t} - k \right) s \left(\frac{t_0}{\Delta t} - l \right) \right] \quad (12)$$

На фиг.3 е показан подобен сигнал, формиран на изхода на съгласувания филтър, (с триъгълници са обозначени максимумите на корелационните функции)



Фигура 3. Сигнал на изхода на съгласувания филтър, който е съгласуван със сондиращия сигнал.

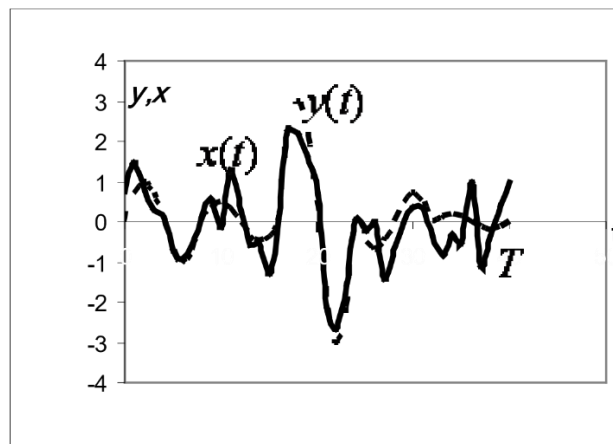
От Фигура 3 може да се направи извода, че всеки дискрет на такъв вид сигнал, с продължителност - τ , представлява корелационна функция на сондиращия сигнал, и при него ще се наблюдава максимум на отношението сигнал/шум.

В описания случай, обработката със съгласуван филтър няма да е оптимална за отразения сигнал, което ясно се вижда от фиг.3, но пък това ще направи възможно използването на класическия метод на презпериодното изваждане – (ППИ), при по-нататъшната обработка. В резултат на тази обработка ще се получи по - високо отношение сигнал/шум, отколкото при обработката без наличието на описания и предложен предварителен съгласуван филтър - „преселектор“.

Независимо от всичко, в изходния сигнал на съгласувания филтър ще се наблюдават и някакви шумови извадки.

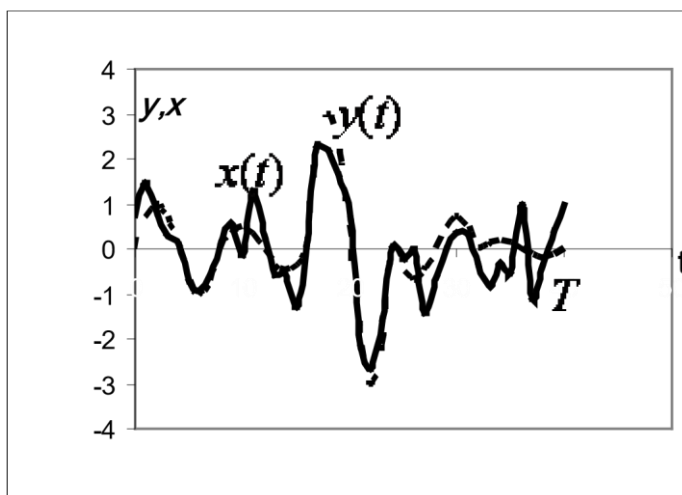
За описване работата на „преселектора“ при обработката отразен от реална цел сигнал, ще се анализират промените в отразения сигнал, т.е. сместа от отразен от целта сигнал + шум, на изхода на съгласувания със сондиращия сигнал филтър.

Отразения реален сигнал е показан с плътна линия на фиг.4, на фона на незашумен отразен сигнал, изобразен с пунктир.



Фигура 4. Реален отразен сигнал, смесен с шум - (непрекъснатата линия) и „изчистен сигнал“ - (пунктирна линия).

Анализа на симулационното изследване показва, че след пропускането на зашумения отразен сигнал през съгласувания със сондиращия сигнал филтър, на изхода на „преселектора“ ще се получи изходен сигнал от вида, показан на фиг.5.



Фигура 5. Сигнал на изхода на съгласуван със сондиращия сигнал филтър.

От получените графики е видно, че стойностите на максимумите не са се променили особено, и тяхното местоположение по времевата ос на практика е постоянно.

Тези резултати показват, че в така предложеният предварителен съгласуван със сондиращия сигнал филтър се получава компенсиране на пасивното смущение.

По-нататъшните изследвания показват че е напълно възможно повишаването на отношението сигнал/шум с 5-6 dB.

III. Заключение

От направените в доклада анализи и изследвания може да се направи заключението, че при обработката на свръхширококоленовите сигнали, при които известните цифрови методи са неприложими, е за предпочитане да се синтезират предварителни съгласувани филтри, изградени на нелинейни вериги във входните устройства на радиолокационните приемници.

Поради много малката продължителност на свръхширококоленовите сигнали, която е много по-малка от геометричните размери на наблюдаваните цели, при обработката е възможно да се приложи дискретизация на отразения сигнал с период, равен на продължителността на сондиращия сигнал.

Което, от своя страна прави възможно прилагането на класическата съгласувана филтрация още на първия етап от обработката, с цел повишаване на отношението сигнал/шум.

Литература.

1. Taylor, J., 1995, Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems, *CRC Press*
2. Aiello R., 2006, Batra A. Ultra Wideband Systems. Technologies and Applications. *Elsevier Inc.*
3. Ашихмин А.В., 2005 Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля., *Радио и связь*, 486 с.
4. Иммореев И.Я., Черняк В.С., 2008 Обнаружение сверхширокополосных сигналов, отраженных от сложных целей, *Радиотехника*, № 4. С. 3-10
5. Government program for the development of UWB technologies - “New areas of use of SSL technologies to ensure safety and broadband access to the Internet for FCC-authorized users“ - Federal Communications Commission (FCC), Ultra-Wideband working group - 14.02.2002

References

1. Taylor J., ed. Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems. CRC Press, 1995.
2. Aiello R., Batra A. Ultra Wideband Systems. Technologies and Applications. Elsevier Inc., 2006.
3. Ashikhmin A.V. Proektirovanie i optimizatsiya sverkhshirokopolosnykh antennykh ustroystv i sistem dlya apparatury radiokontrolya [Design and optimization of UWB antenna devices and systems for radio control equipment]. Moscow, Radio i svyaz', 2005. 486 p.
4. Immoreev I.Ya., Chernyak V.S. Obnaruzhenie sverkhshirokopolosnykh signalov, otrazhennykh ot slozhnykh tseley [The Detection of Ultrawideband Signals Reflected from Complex Targets]. Radiotekhnika [Radioengineering], 2008, no. 4, pp. 3-10.
5. Government program for the development of UWB technologies - “New areas of use of SSL technologies to ensure safety and broadband access to the Internet for FCC-authorized users“ - Federal Communications Commission (FCC), Ultra-Wideband working group - 14.02.2002

SYNTHESIS OF A PRE-TUNED FILTER FOR COMBATING PASSIVE INTERFERENCE

Abstract: In the report, a variant for the synthesis of a mathematical model of a matched filter for compensation of passive interference is proposed, which allows to apply the classical method of compensation by during a period subtraction and enhancement of the signal-to-noise ratio. At the beginning of the publication, the topicality of the topic is proven and the initial and restrictive conditions for conducting the research are described. To achieve the goal, special attention has been paid to the advantages of superconducting signals, and more precisely to the throughput and the signal-to-noise ratio. The study was performed by simulation modeling of a real signal reflected from the target, with the initial conditions and the choice of probing ultra-broadband signal set. The essence of the proposal consists in the application of a coherent filter built on nonlinear transmission circuits and its integration at the input of the receiving device. Thus, the SF plays the role of a pre-filter aligned with the duration of the probing ultra-wideband signal. At the output, a signal is formed with clearly expressed maxima of the correlation function and with insignificant noise samples. The results show that the idea laid down in the research is applicable and provides: an increase in the signal-to-noise ratio by up to 5-6 dB; in the subsequent processing, the classical methodology for compensating passive disturbances is applicable.

Keywords: matched filter; premenstrual withdrawal; throughput; signal to noise ratio; simulation modeling; the correlation function

Dr. Mihail Zhelyazov, Assoc. Prof.
Department of "Air Transport"
Technical University of Sofia
Sofia, Bulgaria
e-mail: mikael@tu-sofia.bg

Sofia Uzunova, Phd. Student
Department of "Air Transport"
Technical University of Sofia
Sofia, Bulgaria
e-mail: suzunova@tu-sofia.bg